

(11)特許出願公開番号

(P2001-69749A)

(43)公開日 平成13年3月16日(2001.3.16)

テ-マコ-ト・(参考)

F 5H730

T

審査請求 未請求 請求項の数2 OL (全 5 頁)

(71)出願人 000004329

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番
地

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番
地日本ビクター株式会社内

弁理士 羽鳥 亘

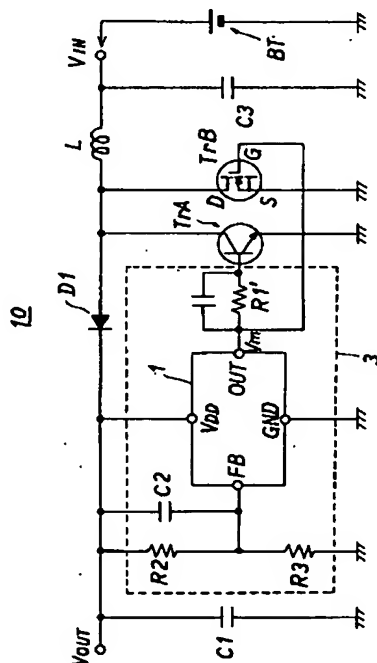
F ターム(参考) 5H730 AA14 BB14 BB57 DD02 DD04
DD17 DD32 FG05

(54) 【発明の名称】 スイッチングレギュレータ

(57) 【要約】

【目的】 CD、MD等のポータブル（録音）再生装置の直流電源回路として無効電流を抑えた電池寿命を長くするスイッチングレギュレータを提供する。

【構成】 スイッチングレギュレータ 10 は、直流電源 B T の + 側に直列接続されたコイル L 及びダイオード D 1 と、 P W M バルス制御部 3 と、直流電源 B T にコイル L を介して並列接続されるとともに P W M バルス制御部 3 のパルス出力によってスイッチングされるバイポーラトランジスタ T r A と、出力 V_{out} に並列接続されたコンデンサ C 1 と、を備えるチョップ方式であり、特に前記バイポーラトランジスタ T r A に対して並列にソース S ・ドレイン D が接続されるとともに前記 P W M バルス制御部 3 のパルス出力がゲート G に接続された F E T (T r B) が付加挿入された構成になっており、電池 1 本を直流電源 B T として起動すると、先ず T r A がスイッチングを始め、昇圧された後は T r B が主にスイッチングして直流電流を負荷に供給し、 T r A のベース電流 I_b を可及的に絞って待機時、再生時の無効電流を大幅に低減する構成。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 直流電源の+側に直列接続されたコイル及びダイオードと、PWMパルス制御部と、前記直流電源に前記コイルを介して並列接続されるとともに前記PWMパルス制御部のパルス出力によってスイッチングされるバイポーラトランジスタと、出力に並列接続されたコンデンサと、を備えるチョッパ方式のスイッチングレギュレータにおいて、

前記バイポーラトランジスタに対して並列にソース・ドレインが接続されるとともに前記PWMパルス制御部のパルス出力がゲートに接続された電界効果トランジスタが付加挿入されていることを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【請求項2】 請求項1に記載のスイッチングレギュレータにおいて、

前記直流電源が出力電圧1.0V～1.5Vの電池であり、起動開始時に先ず前記PWMパルス制御部が作動して前記バイポーラトランジスタがスイッチングを開始し、出力電圧が昇圧されて前記パルス出力が前記電界効果トランジスタのオン電圧以上に立ち上がった時点で前記電界効果トランジスタがスイッチングを開始することを特徴とするスイッチングレギュレータ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、チョッパ方式のスイッチングレギュレータに関し、特にコンパクトディスク、ミニディスク等のポータブル・オーディオ機器の電源回路に用いられる電池を直流電源とする低電圧駆動のスイッチングレギュレータに関する。

【0002】

【従来の技術】従来よりカセットテープ、コンパクトディスク（以下、CDと称する。）、ミニディスク（以下、MDと称する。）等のポータブル（録音）再生装置における直流電源回路には、出力電圧1.2Vの充電型電池または出力電圧1.5Vの乾電池1～2本を直流電源 V_{in} とし、チョッパ方式のスイッチングレギュレータで数ボルトに昇圧する回路構成が一般に採用されており、ポータブル再生装置の録音、再生時にマイクロコンピュータやモータ駆動回路等に最大数十ミリアンペアの直流電流を供給している。

【0003】図2は従来のポータブル型MD再生装置の電源回路に採用されているチョッパ方式のスイッチングレギュレータ20の回路図であり、電池（1.5V出力の乾電池または1.2V出力の充電型電池1本）を用いた直流電源BTの+側に直列接続されたコイルL及びショットキーバリアダイオードD1と、点線枠内のPWMパルス制御部3と、前記直流電源BTに前記コイルLを介して並列接続されるとともに前記PWMパルス制御部3のパルス出力（OUT端子）によってスイッチングされるバイポーラトランジスタTrAと、出力 V_{out} に並

列接続されたコンデンサC1と、を備える構成である。なお、抵抗R2、R3は後述の基準電圧との比較のための出力電圧 V_{out} の検出用であり、C2は発振防止用コンデンサ、C3は平滑コンデンサである。

【0004】前記バイポーラトランジスタTrAは前記PWMパルス制御部3のDC-DCコンバータ用ドライバーIC1（例えば基準電圧1.0V、出力100KHz）のOUT端子に出力される V_{in} と略同電位の図3のようなパルス波高値 V_m のパルス波形によって抵抗R1を通してベース電流 I_b が流れることでスイッチングしている。

【0005】以下、回路動作について説明する。

【0006】電池がセットされて直流電源BTが印加されると、PWMパルス制御部3のDC-DCコンバータ用ドライバーIC1が作動してOUT端子にパルスが出力され、バイポーラトランジスタTrAがオンする。このスイッチングトランジスタのバイポーラトランジスタTrAがオンになると、 $V_{in} = L (di/dt)$ の電流 i がコイルLに流れて電磁エネルギーが該コイルLに蓄積される。該電磁エネルギーはバイポーラトランジスタTrAがオフの間にコンデンサC1に移されてコンデンサC1の端子電圧である V_{out} が上昇する。再び次のオン、オフでコンデンサC1の電位が上昇し、これを繰り返すことによってコンデンサC1の電位は徐々に上昇する。

【0007】そして、DC-DCコンバータ用ドライバーIC1は抵抗R2、R3による分割比で検出される出力電圧 V_{out} の検出電圧と前記基準電圧とを比較してOUT端子に出力する図3のパルスのオン時間（ T_{on} ）とオフ時間（ T_{off} ）のデューティを制御する。その結果、出力電圧 V_{out} が内部基準電圧に対する抵抗R2、R3の分割比で定まる電圧に安定する。

【0008】例えば、MD再生時には負荷に2.4V、30～50mA程度供給する必要がある、内部基準電圧1.0Vの場合で出力電圧 V_{out} を2.4Vと設定するには、抵抗R2、R3の分割比を概ね1.4:1とする。また、MD再生時のバイポーラトランジスタTrAのベース電流 I_b は数百 μA となる。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】ところで、上記バイポーラトランジスタTrAはスイッチング時に、コレクタ電流 I_c に対応したベース電流 I_b を必要とするが、このベース電流 I_b は所謂無効電流（電流ロス）となって電池寿命を短くする要因になっている。

【0010】一方、一般のチョッパ方式のスイッチングレギュレータには、スイッチングトランジスタとして電界効果トランジスタ（以下、FETとも略称する。）を用いた回路もある。このFETは電流駆動型のバイポーラトランジスタと異なり、電圧駆動型であって、スイッチング時にゲート電流が殆ど流れないので、電流ロスの

面で優れている。

【0011】しかしながら、FETはオンさせるのにゲートに2V以上印加する必要がある、電池の出力電圧1.0V～1.5V程度の低電圧でオンさせることができない。即ち、本発明の主な対象である乾電池や充電型電池1本を直流電源BTとするポータブル再生装置のスイッチングレギュレータ20にはバイポーラトランジスタTAに代えて採用することができない。

【0012】また、前述の入力電圧 $V_{in}=1.0V\sim1.5V$ 、出力電圧 $V_{out}=2.4V$ 設計のスイッチングレギュレータ20は、直流電源BTの電池がセットされた時点で起動し、その後ポータブル再生装置の電源スイッチがオフの時も電池がセットされている限り、装置内のマイクロコンピュータには電力を供給し続けているのが一般的である。そのため、前記スイッチングレギュレータ20でのバイポーラトランジスタTAの無効電流はポータブル再生装置の使用時の電池寿命のみならず待機時（不使用時）の電池消耗の双方に影響することになる。

【0013】つまり、待機時や再生時の前記スイッチングレギュレータ20のスイッチングトランジスタの無効電流の抑制が電池寿命の重要な課題となるが、出力電圧1.0V～1.5Vの電池1本を直流電源とするスイッチングレギュレータ20のスイッチングトランジスタとしては、効率のよいFETを採用したいが駆動電圧の条件から無効電流の大きいバイポーラトランジスタを止むを得ず使用しているのが現状である。

【0014】本発明は上記事情を考察してなされたものであり、MDやCD等のポータブル（録音）再生装置に用いられている電源回路として、スイッチングトランジスタの電流ロスを抑えて電池寿命を伸ばす新規なスイッチングレギュレータを提供するものである。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明は、(1)直流電源BTの+側に直列接続されたコイルL及びダイオードD1と、PWMパルス制御部3と、前記直流電源BTに前記コイルLを介して並列接続されるとともに前記PWMパルス制御部3のパルス出力によってスイッチングされるバイポーラトランジスタTAと、出力 V_{out} に並列接続されたコンデンサC1と、を備えるチョップ方式のスイッチングレギュレータ20において（図2参照）、前記バイポーラトランジスタTAに対して並列にソースS・ドレインDが接続されるとともに前記PWMパルス制御部3のパルス出力がゲートGに接続された電界効果トランジスタTBが付加挿入されていることを特徴とするスイッチングレギュレータ10（図1参照）を提供することにより上記課題を解決する。(2)また、上記(1)に記載のスイッチングレギュレータ10において、前記直流電源BTが出力電圧1.0～1.5Vの電池であり、起動開始時に先ず前記PWMパルス

制御部3が作動して前記バイポーラトランジスタTAがスイッチングを開始し、出力電圧 V_{out} が昇圧されて前記パルス出力が前記電界効果トランジスタTBのオン電圧以上に立ち上がった時点で前記電界効果トランジスタTBがスイッチングを開始することを特徴とするスイッチングレギュレータを提供することにより上記課題を解決する。

【0016】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態を図面に基づいて説明する。なお、既述の従来のスイッチングレギュレータ20と同等部材は同符号にて表記する。また、本発明の対象であるスイッチングレギュレータにおけるDC-DCコンバータ用のドライバーIC（PWM制御）は公知であるので詳細な説明は省略する。

【0017】図1は本発明に係る電池を直流電源BTとするスイッチングレギュレータ10の回路図である。

【0018】図1において、スイッチングレギュレータ10は、従来のスイッチングレギュレータ20における前記バイポーラトランジスタTAに対して並列にソースS・ドレインDが接続されるとともに前記PWMパルス制御部3のDC-DCコンバータ用ドライバーIC1のPWMのパルス出力OUTがゲートGに接続された電界効果トランジスタTB（例えばNchパワーMOSFET）が付加挿入された構成になっており、他はバイポーラトランジスタTAのベースに接続された抵抗 $R1'$ の抵抗値（ $\approx 5.6K\Omega$ ）が従来の抵抗 $R1$ の十倍程度大きくした点が異なる以外は図2のスイッチングレギュレータ20の回路と同等である。なお、コイルLはインダクタンス $22\mu H$ 、コンデンサC1は容量 $22\mu F$ 、コンデンサC3は容量 $4.7\mu F$ である。

【0019】以下、回路動作について詳述する。

【0020】先ず、入力端子 V_{in} に出力電圧1.0Vの残り少ない電池を直流電源BTとしてセットすると、DC-DCコンバータ用ドライバーIC1の V_{DD} には、 $1.0V-0.2V$ （ショットキーバリアダイオードD1の降下分） $=0.8V$ が印加される。このDC-DCコンバータ用ドライバーIC1は内部基準電圧が1.0V、100KHzで発振するPWM制御素子であり、例えば、トレックス社製の型名XC6367のドライバーICを使用する。端子FBは出力電圧検出用入力端子であり、抵抗 $R2$ 、 $R3$ による分割比で出力電圧 V_{out} が決まる（内部基準電圧1.0Vに対し $V_{out}=2.4V$ とするには、例えば $R2=100K\Omega$ 、 $R3=68K\Omega$ とする）。

【0021】上記DC-DCコンバータ用ドライバーIC1のOUT端子からは V_{DD} とほぼ同電位のPWM制御のパルス波形が出力される（図3参照）。

【0022】電池をセットした起動時では、ほぼ無負荷なので、バイポーラトランジスタTAの V_{BE} を0.6Vとして、ベース電流 $35\mu A$ （ $=0.2V/5.6K$

Ω)でTrAがスイッチングし始める。この時、FET(TrB)はゲートGの印加電圧が0.8Vなのでオンできない。

【0023】次に、DC-DCコンバータが機能して、 V_{out} 、即ち V_o の電圧が0.8Vから2.4Vにまで徐々に昇圧されるとOUT端子のパルス波形の波高値 V_m も0.8Vから2.4Vに立ち上がる。

【0024】OUT端子のPWMパルスが2.4Vまでスウィングすることでオン電圧が2V程度のFET(TrB)も駆動されてスイッチングを始め、スイッチングレギュレータ10が完全に機能する。

【0025】この完全に立ち上がった状態では、バイポーラトランジスタTrAだけでは抵抗 R_1' を従来の抵抗 R_1 よりも十倍程度大きくしてベース電流 I_b を絞っているために負荷に電流を供給しきれない程度しか機能していないのでその無効電流(ベース電流 I_b)は抑えられている。

【0026】換言すれば、上記スイッチングレギュレータ10は、起動時の始めだけ低電圧で駆動できるバイポーラトランジスタTrAを抑え目にスイッチングさせてDC-DCコンバータを機能させ、その後OUT端子に昇圧された2.4Vのパルス電圧を得て、これにてFET(TrB)を十分にスイッチングするという、2段階の立ち上げを経て駆動されるのである。起動時の最初はバイポーラトランジスタTrAで小さく立ち上げ、昇圧後は電流ロスの無いFET(TrB)にスイッチングを主に任せて十分な直流電流を負荷に供給するという発想である。

【0027】上記スイッチングレギュレータ10によってバイポーラトランジスタTrAのベース電流 I_b という無効電流を大幅に抑えることができる。

【0028】単純に言えば、従来の抵抗 R_1 の抵抗値が約680Ωに対して抵抗 R_1' の抵抗値を5.6KΩとすることで、無効電流としてのベース電流 I_b は1/8に低減される。これは無視出来ない消費電流の抑制となる。

【0029】この点、前記バイポーラトランジスタTrAのベース電流 I_b が直流電源BTセット時の略無負荷状態でスイッチングさせるに必要な十分な最小値レベルに設定されていることが無効電流の低減効果を最も発揮する設計条件となる。勿論、この条件は V_{out} に接続される負荷に依存し、DC-DCコンバータ用ドライバーIC1やバイポーラトランジスタTrA、FET(TrB)にも依存することは言うまでもない。

【0030】本発明者の試験によれば、従来のバイポーラトランジスタのみによるスイッチングレギュレータと本発明に係るスイッチングレギュレータとでは、再生専用ポータブルMDの場合において、連続再生において約

30分電池寿命が伸びるという結果を得た。なお、直流電源BTにはニッケル-水素電池(定格出力電圧1.2V)1本を使用した。

【0031】このように本発明は、低電圧駆動のチョッパ方式のスイッチングレギュレータにスイッチングトランジスタとしてバイポーラトランジスタとFETの双方を並列に接続し、各々役割を分担させてスイッチングするという他に類を見ない発想が存し、ポータブル型のオーディオ(録音)再生装置における長時間駆動に優れた効果を発揮するものである。

【0032】

【発明の効果】以上説明したように、本発明に係るスイッチングレギュレータは、スイッチングトランジスタとしてバイポーラトランジスタとFETを併用して、起動時の始めにはバイポーラトランジスタでスイッチングし、立ち上がった後はFETが主にスイッチングすることで、バイポーラトランジスタのベースに流れる無効電流を抑えることができる。

【0033】特に電池1本を直流電源とするポータブル(録音)再生装置に用いるスイッチングレギュレータとして、上記無効電流を可及的に小さくすることで待機時、(録音)再生時の電池の寿命を伸ばすことができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るスイッチングレギュレータの回路図。

【図2】従来のスイッチングレギュレータの回路図。

【図3】コンバータ用ドライバーICのOUT端子に出力されるパルス波形の図。

【符号の説明】

- 1 DC-DCコンバータ用ドライバーIC
- 3 PWMパルス制御部
- 10、20 スwitchングレギュレータ
- BT 直流電源
- D1 ショットキーバリアダイオード
- OUT PWM出力端子
- TrA バイポーラトランジスタ
- TrB 電界効果トランジスタ(パワーMOSFET)
- 40 B バイポーラトランジスタのベース
- G 電界効果トランジスタのゲート
- V_m パルス波高値
- V_{in} 入力電圧
- V_{out} 出力電圧
- I_b ベース電流
- C1、C2、C3 コンデンサ
- R_1 、 R_1' 、 R_2 、 R_3 抵抗

10

